

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-299952
 (43)Date of publication of application : 11.10.2002

(51)Int.CI. H01Q 19/32
 G01R 29/10
 H01Q 3/44

(21)Application number : 2001-341833 (71)Applicant : ATR ADAPTIVE COMMUNICATIONS RES LAB
 (22)Date of filing : 07.11.2001 (72)Inventor : OHIRA TAKASHI
 KAN SEI
 INAGAKI KEIZO

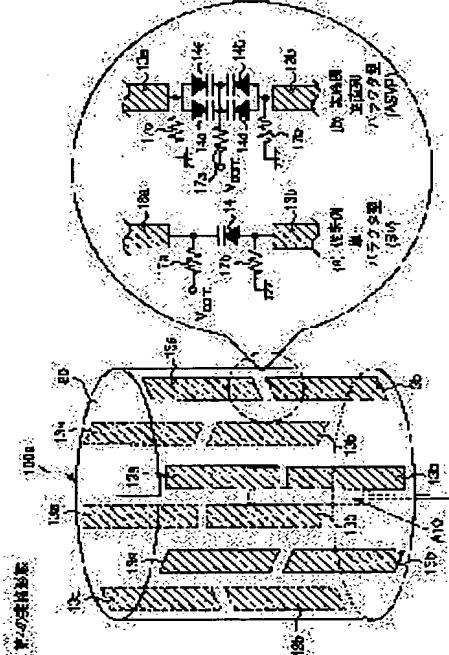
(30)Priority
 Priority number : 2001015719 Priority date : 24.01.2001 Priority country : JP

(54) ARRAY ANTENNA, ITS MEASURING METHOD AND METHOD FOR MEASURING ANTENNA DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an array antenna device which suppresses nonlinear distortion such as the second higher harmonic wave distortion, etc., and can operate even large signal power.

SOLUTION: This array antenna device 100a is provided with a driven element A10 for transmitting and receiving a radio signal, a plurality of balanced nondrive elements 13a to 13b disposed away from the driven element A10 only by a prescribed interval, and a plurality of variable reactance circuits respectively connected to a plurality of balanced nondrive elements 13a to 13b, respectively operates the plurality of balanced nondrive elements 13a to 13b as a wave guide or a reflector by changing the reactance of each of the variable reactance circuits and changes the directivity of an array antenna. Here, each variable reactance circuit is provided with variable capacitive diodes 14a to 14d being at least one pair of variable reactance elements connected backwardly.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 03.12.2002
 [Date of sending the examiner's decision of rejection]
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
 [Date of final disposal for application]
 [Patent number]
 [Date of registration]
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-299952

(P 2002-299952A)

(43) 公開日 平成14年10月11日 (2002. 10. 11)

(51) Int. C.I. ⁷
 H 0 1 Q 19/32
 G 0 1 R 29/10
 H 0 1 Q 3/44

識別記号

F I	
H 0 1 Q	19/32
G 0 1 R	29/10
H 0 1 Q	3/44

テマコード (参考)
5J020
5J021

審査請求 未請求 請求項の数 9 O.L.

(全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2001-341833 (P2001-341833)
(22) 出願日 平成13年11月7日 (2001. 11. 7)
(31) 優先権主張番号 特願2001-15719 (P2001-15719)
(32) 優先日 平成13年1月24日 (2001. 1. 24)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 396011680
株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信
研究所
京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
(72) 発明者 大平 孝
京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2 株
式会社エイ・ティ・アール環境適応通信研
究所内
(74) 代理人 100062144
弁理士 青山 葦 (外2名)

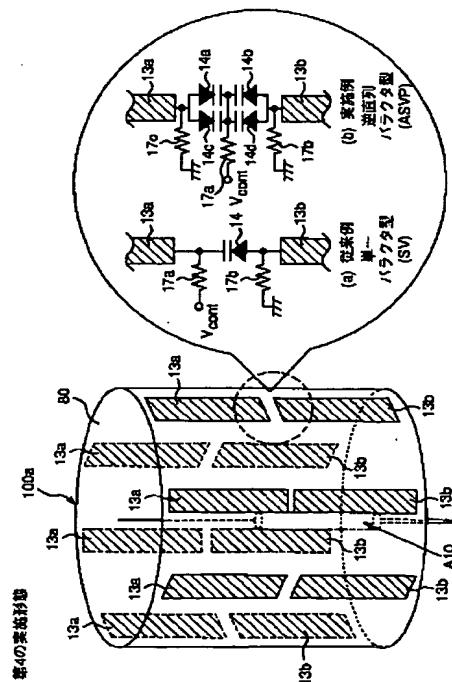
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】アレーインテナ装置とその測定方法及びアンテナ装置の測定方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 第2高調波歪などの非線形歪を抑圧し、大きな信号電力でも動作させることができるアーレアンテナ装置を提供する。

【解決手段】 アレーインテナ装置100aは、無線信号を送受信するための励振素子A10と、励振素子A10から所定の間隔だけ離れて設けられた複数の平衡型非励振素子13a-13bと、複数の平衡型非励振素子13a-13bにそれぞれ接続された複数の可変リアクタンス回路とを備え、各可変リアクタンス回路のリアクタンス値を変化させることにより、複数の平衡型非励振素子13a-13bをそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーインテナの指向特性を変化させる。ここで、各可変リアクタンス回路は、互いに逆方向に接続された少なくとも1対の可変リアクタンス素子である可変容量ダイオード14a-14dを備える。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線信号を送受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数の平衡型非励振素子と、上記複数の平衡型非励振素子にそれぞれ接続された複数の可変リアクタンス回路とを備え、上記各可変リアクタンス回路のリアクタンス値を変化させることにより、上記複数の平衡型非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アーレアンテナの指向特性を変化させるアーレアンテナ装置において、上記各可変リアクタンス回路は、互いに逆方向で接続された少なくとも1対の可変リアクタンス素子を備えたことを特徴とするアーレアンテナ装置。

【請求項2】 上記各可変リアクタンス回路は、各回路群が複数の可変リアクタンス素子を並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群が互いに逆方向で接続されて構成されたことを特徴とする請求項1記載のアーレアンテナ装置。

【請求項3】 上記各可変リアクタンス回路は、各回路群が複数の可変リアクタンス素子を直列にかつ並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群が互いに逆方向で接続されて構成されたことを特徴とする請求項1記載のアーレアンテナ装置。

【請求項4】 上記各可変リアクタンス素子はそれぞれ、実質的に同一の印加電圧対接合容量特性を有する可変容量ダイオードにてなることを特徴とする請求項1乃至3のうちのいずれか1つに記載のアーレアンテナ装置。

【請求項5】 上記励振素子の周囲に誘電体フィルムを設け、上記誘電体フィルム上に上記複数の平衡型非励振素子を形成したことを特徴とする請求項1乃至4のうちのいずれか1つに記載のアーレアンテナ装置。

【請求項6】 請求項1乃至5のうちのいずれか1つに記載のアーレアンテナ装置の測定方法であって、上記アーレアンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、

上記励振素子に高周波信号を給電するステップと、上記複数の平衡型非励振素子のうちの1つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより当該平衡型非励振素子の高周波電流を検出するステップとを含むことを特徴とするアーレアンテナ装置の測定方法。

【請求項7】 請求項1乃至5のうちのいずれか1つに記載のアーレアンテナ装置の測定方法であって、上記アーレアンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、

上記励振素子に基本波の高周波信号を給電するステップと、

上記複数の平衡型非励振素子のうちの1つに接触しない

10

ように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより高周波電流を検出するステップと、

上記検出された高周波電流に基づいて、基本波と高調波のうちの少なくとも一方の信号レベルを検出するステップとを含むことを特徴とするアーレアンテナ装置の測定方法。

【請求項8】 請求項1乃至5のうちのいずれか1つに記載のアーレアンテナ装置の測定方法であって、

上記アーレアンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、

上記励振素子に、互いに近接した少なくとも2つの基本波の高周波信号を給電するステップと、

上記複数の平衡型非励振素子のうちの1つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより高周波電流を検出するステップと、

上記検出された高周波電流に基づいて、基本波と高調波のうちの少なくとも一方の信号レベルを検出するステップとを含むことを特徴とするアーレアンテナ装置の測定方法。

【請求項9】 少なくとも1つのアンテナ素子を備えたアンテナ装置の測定方法であって、

上記アンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、

上記アンテナ装置に高周波信号を給電するステップと、上記アンテナ素子に接触しないように近接して磁界検出手段を設け、上記アンテナ素子の磁界を検出することにより上記アンテナ素子の高周波電流を検出するステップとを含むことを特徴とするアンテナ装置の測定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、複数のアンテナ素子からなるアーレアンテナ装置の指向特性を変化させることができるアーレアンテナ装置とその測定方法、並びに、少なくとも1つのアンテナ素子を備えたアンテナ装置の測定方法に関し、特に、電子制御導波器アーレアンテナ装置 (Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antenna; 以下、エスパアンテナといふ。) とその測定方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来技術のエスパアンテナの基本構成は、例えば、従来技術文献1「T. Ohira et al., "Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming," 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems & Technology pp. 101-104, Dana point, California, May 21-25, 2000」や特開2001-024431号公報において提案されている。このエスパアンテナは、無線信号が給電される励振素子と、この励振素子から所

20

40

50

定の間隔だけ離れて設けられ、無線信号が給電されない少なくとも1個の非励振素子と、この非励振素子に接続された可変リアクタンス素子とから成るアーレアンテナを備え、上記可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記アーレアンテナの指向特性を変化させることができる。

【0003】図18は、例えば、特願2000-307548号の特許出願において開示された、適応制御型コントローラ20を備えたことを特徴とする従来例のアーレアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。このアーレアンテナの制御装置は、図18に示すように、1つの励振素子A0と、6個の非励振素子A1乃至A6と、接地導体11とを備えてなる従来技術のエスパアンテナで構成されたアーレアンテナ装置100と、適応制御型コントローラ20と、学習シーケンス信号発生器21と、高周波受信部22と、復調器23とを備えて構成される。この図18の例では、各非励振素子A1乃至A6はモノポール型にてなるが、図19に示すように、1対のアンテナ素子13a、13bの間に可変リアクタンス素子12が挿入されてなる、いわゆる平衡型非励振素子と呼ばれるダイポール型非励振素子A10であってもよく、また、各可変リアクタンス素子12は図20に示す可変容量ダイオード14にてなる。なお、各素子A0乃至A6は例えば $\lambda/4$ （ただし、 λ は波長）の長さを有するモノポール型アンテナ素子である。

【0004】ここで、適応制御型コントローラ20は、例えばコンピュータなどのデジタル計算機で構成され、復調器23による無線通信を開始する前に、相手先の送信機から送信される無線信号に含まれる学習シーケンス信号を上記アーレアンテナ装置100の励振素子A0により受信したときの受信信号y(t)と、上記学習シーケンス信号と同一であり学習シーケンス信号発生器21で発生された学習シーケンス信号r(t)とに基づいて、所定の適応制御処理を実行することにより上記アーレアンテナ装置100の主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための各可変リアクタンス素子A1乃至A6のリアクタンス値 x_m （ $m=1, 2, \dots, 6$ ）を計算して設定する。

【0005】図18において、相手先の送信機から送信された無線信号は、アーレアンテナ装置100で受信され、その励振素子A0から出力される信号は、低雑音増幅、中間周波又はベースバンドへの周波数変換などの処理を行う高周波受信部22を介して、受信信号y(t)として適応制御型コントローラ20及び復調器23に伝送される。上記適応制御型コントローラ20は、上述の適応制御処理を実行してアーレアンテナの制御装置100の主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるように適応制御した後、復調器23による無線通信が開始される。ここで、復調器23は、受信された受信信号y(t)に対して、復調などの処理を実行

して復調信号を得て出力する。

【0006】図18のアーレアンテナ装置100においては、励振素子A0と、6本の非励振素子A1乃至A6とがそれぞれ、各素子A0乃至A6の長さに対して十分に大きい広さを有する導体板にてなる接地導体11から電気的に絶縁され、かつ励振素子A0を中心とする例えれば半径 $d = \lambda/4$ の円形形状の位置に互いに同一の60度の間隔で非励振素子A1乃至A6が配置されるように設けられる。ここで、アーレアンテナ装置100は、可逆回路であって、送信アンテナとして用いるときは、励振素子A0のみに無線信号が給電される一方、受信アンテナとして用いるときは、相手先の送信機からの無線信号が励振素子A0により受信信号y(t)として受信される。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】図18の従来技術のエスパアンテナを、例えば1W以上の比較的大きな送信電力で用いる場合において以下の問題点があった。すなわち、非励振素子A1乃至A6に装荷する可変リアクタンス素子12として1個の可変容量ダイオード14を用いているが、可変容量ダイオード14は両端に印加される直流バイアス電圧により接合容量が変化するとともに、同様に両端に印加される無線信号の高周波電圧によっても可変容量ダイオード14の接合容量が変化してしまう。この場合における非励振素子A1乃至A6に流れる高周波電流iについて演算すると以下のようになる。

【0008】いま、可変容量ダイオード14の接合容量Cを、その両端に印加される高周波電圧 $V = a \cdot \cos \omega t$ を用いて次式で表す。

$$【数1】 C = C_0 + C_1 V$$

【0009】ここで、 C_0 及び C_1 は印加電圧対接合容量特性で決定される定数である。このとき、可変容量ダイオード14に流れる高周波電流iは次式で表される。

$$【0010】$$

$$【数2】$$

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt}(Cv)$$

【数3】

$$\begin{aligned} i &= (C_0 + C_1 V) \frac{dv}{dt} + v \cdot C_1 \frac{dv}{dt} \\ &= (C_0 + 2C_1 V) \frac{dv}{dt} \\ &= (C_0 + 2C_1 a \cos \omega t)(-a \omega \sin \omega t) \\ &= -C_0 a \omega \sin \omega t - 2C_1 a^2 \omega \cos \omega t \sin \omega t \\ &= -C_0 a \omega \sin \omega t - C_1 a^2 \omega \sin 2\omega t \end{aligned}$$

【0011】上記数3の最終式の右辺の第2項に示すように、第2高調波歪などの非線形歪が生じるという問題点があった。

【0012】また、従来、少なくとも1つのアンテナ素

子を備えたアンテナ装置や、上述のエスピアンテナなどのアーラーアンテナ装置のアンテナ素子に流れる高周波電流を測定することができず、従って、上述の第2高調波歪や、第3高調波歪などの非線形歪、もしくは相互変調歪などを測定することができなかった。

【0013】本発明の目的は以上の問題点を解決し、第2高調波歪などの非線形歪を抑圧し、大きな信号電力でも動作させることができるアーラーアンテナ装置を提供することにある。

【0014】また、本発明のもう1つの目的は以上の問題点を解決し、エスピアンテナなどのアーラーアンテナ装置の非励振素子に流れる高周波電流や、第2高調波歪や、第3高調波歪などの非線形歪、並びに相互変調歪などを測定することができるアーラーアンテナ装置の測定方法を提供することにある。

【0015】本発明の別の目的は以上の問題点を解決し、少なくとも1つのアンテナ素子を備えたアンテナ装置のアンテナ素子に流れる高周波電流を測定することができるアンテナ装置の測定方法を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】第1の発明に係るアーラーアンテナ装置は、無線信号を送受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数の平衡型非励振素子と、上記複数の平衡型非励振素子にそれぞれ接続された複数の可変リアクタンス回路とを備え、上記各可変リアクタンス回路のリアクタンス値を変化させることにより、上記複数の平衡型非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アーラーアンテナの指向特性を変化させるアーラーアンテナ装置において、上記各可変リアクタンス回路は、互いに逆方向で接続された少なくとも1対の可変リアクタンス素子を備えたことを特徴とする。

【0017】上記アーラーアンテナ装置において、上記各可変リアクタンス回路は、好ましくは、各回路群が複数の可変リアクタンス素子を並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群が互いに逆方向で接続されて構成されたことを特徴とする。

【0018】また、上記アーラーアンテナ装置において、上記各可変リアクタンス回路は、好ましくは、各回路群が複数の可変リアクタンス素子を直列にかつ並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群が互いに逆方向で接続されて構成されたことを特徴とする。

【0019】さらに、上記アーラーアンテナ装置において、上記各可変リアクタンス素子はそれぞれ、好ましくは、実質的に同一の印加電圧対接合容量特性を有する可変容量ダイオードにてなることを特徴とする。

【0020】またさらに、上記アーラーアンテナ装置において、好ましくは、上記励振素子の周囲に誘電体フィルムを設け、上記誘電体フィルム上に上記複数の平衡型非励振素子を形成したことを特徴とする。

【0021】第2の発明に係るアーラーアンテナ装置の測定方法は、上記アーラーアンテナ装置の測定方法であつて、上記アーラーアンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、上記励振素子に高周波信号を給電するステップと、上記複数の平衡型非励振素子のうちの1つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより当該平衡型非励振素子の高周波電流を検出するステップとを含むことを特徴とする。

【0022】第3の発明に係るアーラーアンテナ装置の測定方法は、上記アーラーアンテナ装置の測定方法であつて、上記アーラーアンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、上記励振素子に基本波の高周波信号を給電するステップと、上記複数の平衡型非励振素子のうちの1つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより高周波電流を検出するステップと、上記検出された高周波電流に基づいて、基本波と高調波のうちの少なくとも一方の信号レベルを検出するステップとを含むことを特徴とする。

【0023】第4の発明に係るアーラーアンテナ装置の測定方法は、上記アーラーアンテナ装置の測定方法であつて、上記アーラーアンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、上記励振素子に、互いに近接した少なくとも2つの基本波の高周波信号を給電するステップと、上記複数の平衡型非励振素子のうちの1つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより高周波電流を検出するステップと、上記検出された高周波電流に基づいて、基本波と高調波のうちの少なくとも一方の信号レベルを検出するステップとを含むことを特徴とする。

【0024】第5の発明に係るアンテナ装置の測定方法は、少なくとも1つのアンテナ素子を備えたアンテナ装置の測定方法であつて、上記アンテナ装置を無反射電波環境に収容するステップと、上記アンテナ装置に高周波信号を給電するステップと、上記アンテナ素子に接触しないように近接して磁界検出手段を設け、上記アンテナ素子の磁界を検出することにより上記アンテナ素子の高周波電流を検出するステップとを含むことを特徴とする。

【0025】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明に係る実施形態について説明する。

【0026】<第1の実施形態>図1は、本発明に係る第1の実施形態であり、例えば図18のアーラーアンテナ装置100で用いる、いわゆる平衡型非励振素子と呼ばれるダイポール型非励振素子A11の構成を示す回路図である。この実施形態においては、図18の各非励振素子A1乃至A6に用いる各可変リアクタンス素子12は、各可変容量ダイオード14a, 14bが実質的に同

一の印加電圧対可変容量特性を有し、互いに逆方向で接続された1対の可変容量ダイオード14a, 14bを備えたことを特徴としている。

【0027】図1のダイポール型非励振素子A11においては、例えば $\lambda/4$ の長さを有するアンテナ素子13aの一端は可変容量ダイオード14aのカソードに接続されるとともに、抵抗15aを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。また、可変容量ダイオード14aのアノードは抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。一方、他方のアンテナ素子13bの一端（アンテナ素子13a側に位置する）は可変容量ダイオード14bのカソードに接続されるとともに、抵抗15bを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc+に接続される。また、可変容量ダイオード14bのアノードは抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。ここで、コントローラ20の直流バイアス印加端子Vc+, Vc-は、図18のリアクタンス値信号を出力する端子である。

【0028】なお、図18のアーレアンテナ装置100におけるすべての非励振素子A1乃至A6は図1のダイポール型非励振素子A11を用いるとき、接地導体11は不要であって、励振素子A0はモノポール型励振素子であってもよいし、ダイポール型励振素子であってもよい。また、各非励振素子A1乃至A6の可変容量ダイオード14a, 14bはそれぞれ、実質的に同一の印加電圧対接合容量特性を有し、上記数1で表される特性を有するものとする。

【0029】以上のように構成されたアーレアンテナ装置において、図1の上側の可変容量ダイオード14aに流れる高周波電流i_aは上述の数3と同様に、次式で表される。

【0030】

【数4】

$$i_a = -C_o a \omega \sin \omega t - C_1 a^2 \omega \sin 2\omega t$$

【0031】また、図1の下側の可変容量ダイオード14bの接合容量C₁は、直流バイアス電圧が逆方向に印加されるので、次式で表される。

【0032】

$$【数5】 C = C_o - C_1 V$$

【0033】従って、下側の可変容量ダイオード14bに流れる高周波電流i_bは、次式で表される。

【0034】

【数6】

$$i_b = -C_o a \omega \sin \omega t + C_1 a^2 \omega \sin 2\omega t$$

【0035】それ故、非励振素子A11全体に流れる高周波電流i₁は次式で表される。

【0036】

$$【数7】 i = i_a + i_b$$

$$= -C_o a \omega \sin \omega t - C_1 a^2 \omega \sin 2\omega t$$

$$-C_o a \omega \sin \omega t + C_1 a^2 \omega \sin 2\omega t$$

$$= 2C_o a \omega \sin \omega t$$

【0037】上記数7から明らかなように、2つの可変容量ダイオード14a, 14bに流れる基本波（ ω ）成分は同相となって残存するが、第2高調波（ 2ω ）成分は逆相となって打ち消しあい、第2高調波成分が抑圧される。

【0038】以上説明したように、本実施形態によれば、各非励振素子A1乃至A6に用いる各可変リアクタンス素子12として、各可変容量ダイオード14a, 14bが実質的に同一の印加電圧対可変容量特性を有し、互いに逆方向で接続された1対の可変容量ダイオード14a, 14bを用いたので、第2高調波歪などの非線形歪を抑圧することができる。

【0039】<第2の実施形態>図2は、本発明に係る第2の実施形態であり、アーレアンテナ装置で用いる、いわゆる平衡型非励振素子と呼ばれるダイポール型非励振素子A12の構成を示す回路図である。この実施形態においては、図18の各非励振素子A1乃至A6に用いる可変リアクタンス素子12として、各回路群61, 62が2つの可変容量ダイオード14a, 14c又は14b, 14dを並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群61, 62が互いに逆方向で接続されて構成されたことを特徴としている。なお、各可変容量ダイオード14a, 14b, 14c, 14dは、実質的に同一の印加電圧対接合容量特性を有する。

【0040】図2のダイポール型非励振素子A12においては、アンテナ素子13aの一端は2つの可変容量ダイオード14a, 14cの各カソードに接続されるとともに、抵抗15aを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。また、2つの可変容量ダイオード14a, 14cの各アノードは抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc+に接続される。これら2つの可変容量ダイオード14a, 14cにより回路群61を構成している。一方、他方のアンテナ素子13bの一端（アンテナ素子13a側に位置する）は2つの可変容量ダイオード14b, 14dの各カソードに接続されるとともに、抵抗15bを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc+に接続される。また、2つの可変容量ダイオード14b, 14dの各アノードは抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。これら2つの可変容量ダイオード14b, 14dにより回路群62を構成している。

【0041】以上説明したように、本実施形態によれば、図18の各非励振素子A1乃至A6に用いる可変リアクタンス素子12として、各回路群61, 62が2つの可変容量ダイオード14a, 14c又は14b, 14dを並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群61, 62が互いに逆方向で接続されて構成された

ので、第1の実施形態と同様に、第2高調波歪などの非線形歪を抑圧することができる。また、各回路群61, 62で可変容量ダイオードが並列に接続されているので、大きな電流に対して耐えられる大電力用のアレーランテナ装置を提供できる。

【0042】以上の実施形態においては、各可変容量ダイオード14a, 14b, 14c, 14dの各アノードは互いに接続されているが、本発明はこれに限らず、少なくとも、可変容量ダイオード14aのアノードと、可変容量ダイオード14bのアノードとを接続して、その接続点を抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続する一方、可変容量ダイオード14bのアノードと、可変容量ダイオード14dのアノードとを接続して、その接続点を別の抵抗15d(図示せず。)を介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続するようにしてもよい。

【0043】<第3の実施形態>図3は、本発明に係る第3の実施形態であり、アレーランテナ装置で用いる、いわゆる平衡型非励振素子と呼ばれるダイポール型非励振素子A13の構成を示す回路図である。この実施形態では、図18の各非励振素子A1乃至A6に用いる可変リアクタンス素子12として、各回路群71, 72が4個の可変容量ダイオード31-34又は41-44を直列にかつ並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群71, 72が互いに逆方向で接続されて構成されたことを特徴としている。なお、各可変容量ダイオード31-34及び41-44は、実質的に同一の印加電圧対接合容量特性を有する。

【0044】図3のダイポール型非励振素子A13においては、各2つの可変容量ダイオード(31, 32)、(33, 34)、(41, 42)及び(43, 44)が互いに同一方向で直列に接続されている。ここで、アンテナ素子13aの一端は2つの可変容量ダイオード31, 33の各カソードに接続されるとともに、抵抗15aを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。また、2つの可変容量ダイオード41, 43の各アノードは抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。そして、4つの可変容量ダイオード31-34により回路群71を構成している。一方、他方のアンテナ素子13bの一端(アンテナ素子13a側に位置する)は2つの可変容量ダイオード41, 43の各カソードに接続されるとともに、抵抗15bを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc+に接続される。また、2つの可変容量ダイオード42, 44の各アノードは抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続される。そして、4つの可変容量ダイオード41-44により回路群72を構成している。

【0045】以上説明したように、本実施形態によれば、図18の各非励振素子A1乃至A6に用いる可変

アクタンス素子12として、各回路群71, 72が4個の可変容量ダイオード31-34又は41-44を直列にかつ並列に接続された回路にてなる少なくとも1対の回路群71, 72が互いに逆方向で接続されて構成されているので、第1及び第2の実施形態と同様に、第2高調波歪などの非線形歪を抑圧することができる。また、各回路群71, 72で可変容量ダイオードが直列にかつ並列に接続されているので、大きな電流及び高い電圧に対して耐えられる大電力用のアレーランテナ装置を提供できる。

【0046】以上の実施形態においては、各可変容量ダイオード32, 34, 42, 44の各アノードは互いに接続されているが、本発明はこれに限らず、少なくとも、可変容量ダイオード32のアノードと、可変容量ダイオード42のアノードとを接続して、その接続点を抵抗15cを介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続する一方、可変容量ダイオード34のアノードと、可変容量ダイオード44のアノードとを接続して、その接続点を別の抵抗15d(図示せず。)を介してコントローラ20の直流バイアス印加端子Vc-に接続するようにしてもよい。

【0047】また、可変容量ダイオード31と可変容量ダイオード32との接続点51と、可変容量ダイオード33と可変容量ダイオード34との接続点51とを互いに接続し、かつ可変容量ダイオード41と可変容量ダイオード42との接続点53と、可変容量ダイオード43と可変容量ダイオード44との接続点54とを互いに接続してもよい。

【0048】第3の実施形態においては、各回路群71又は72で、4つの可変容量ダイオードを用いているが、本発明はこれに限らず、4つの以上の複数の可変容量ダイオードを備えて、下側の回路群71と、上側の回路群72の各回路が互いに同一の回路構成となるように構成してもよい。

【0049】<第4の実施形態>図4は、本発明に係る第4の実施形態でありかつ実験の実施例で用いるアレーランテナ装置の構成を示す斜視図、およびそれに用いる可変リアクタンス素子回路の構成を示す回路図であって、図4(a)は従来例に係る単一バラクタ型(SV)の可変リアクタンス素子回路を示す回路図であり、図4(b)は実施例に係る逆直列型バラクタ型(ASVP)の可変リアクタンス素子回路を示す回路図である。

【0050】この実施形態に係るアレーランテナ装置は、エスピアンテナ装置100aであって、励振素子A10としてスリーブアンテナを用い、その励振素子A10を等間隔で囲むように(すなわち円筒の軸上に位置する)、例えば可撓性のポリイミド又はテフロン(登録商標)にてなる円筒形状の誘電体フィルム80が設けられ、その誘電体フィルム80の外周上に、各非励振素子のアンテナ素子13a, 13bが互いに上記円筒軸を中心

心として60度の角度の位置に、かつアンテナ素子13a, 13bの長手方向が上記円筒軸と平行となるように、プリント配線の印刷方法により形成されている。なお、誘電体フィルム80の外周上に保護用の透明なプラスチック層（図示せず。）で被覆している。また、エスピアンテナ装置100aの放射に影響を与えないようにするため、各非励振素子のアンテナ素子13a, 13b上に位置するプラスチック層を除去している。

【0051】さらに、各非励振素子のアンテナ素子13a, 13bが互いに近接する、各励振素子の中央部において、可変リアクタンス回路が誘電体フィルム80上に設けられる。図4(a)の従来例では、1つの可変容量ダイオード14を備えた単一バラクタ型(SV)の可変リアクタンス回路が設けられる。ここで、アンテナ素子13aの一端は可変容量ダイオード14のカソードに接続されるとともに、抵抗17aを介してバイアス電圧V_{cont}を有する直流バイアス電源（図示せず。）に接続される。また、アンテナ素子13bの一端は可変容量ダイオード14のアノードに接続されるとともに、抵抗17bを介して接地される。

【0052】一方、図4(b)の実施例では、4つの可変容量ダイオード14a, 14b, 14c, 14dを備えた逆直列バラクタ型(ASVP)の可変リアクタンス回路が設けられる。ここで、アンテナ素子13aの一端は可変容量ダイオード14a, 14bの各アノードに接続されるとともに、抵抗17cを介して接地される。一方、アンテナ素子13bの一端は可変容量ダイオード14c, 14dの各アノードに接続されるとともに、抵抗17bを介して接地される。さらに、可変容量ダイオード14a, 14b, 14c, 14dの各カソードはともに接続されて、抵抗17aを介してバイアス電圧V_{cont}を有する直流バイアス電源（図示せず。）に接続される。

【0053】

【実施例】従来技術の項で上述したように、エスピアンテナを実用化する上で解決すべき課題の一つに可変容量ダイオードのRF非線形性がある。エスピアンテナを高出力の送信アンテナとして用いる場合には可変容量ダイオードのRF非線形性に起因して高調波歪や相互変調歪が発生する可能性がある。ここでは、被測定アンテナ装置として、第4の実施形態に係るフィルム型エスピアンテナ装置100aを用いてそのRF非線形歪及び相互変調歪の測定方法およびその結果について以下に説明する。なお、アンテナの送信波測定は遠方界測定ではなく、小型電波暗箱90による極近傍界測定により測定コストと時間を大幅に節減したことを見出している。

【0054】この実験で用いる、第4の実施形態における可変容量ダイオード14, 14a, 14b, 14c, 14dは、（株）東芝製1SV287型可変容量ダイオードであり、零バイアス時の容量が8pF、逆バイアス

電圧が20Vの時の容量が0.7pF、逆耐圧30V、直列抵抗1.9Ωである。また、その逆電圧は30Vであり、順バイアス電圧を0.5Vから逆バイアス電圧20Vまでの直流電圧で可変容量ダイオードの接合容量を制御する。このときのリアクタンス値は、当該可変容量ダイオードの仕様書によると、6.9Ωから91.5Ωまでほぼ線形に変化する。

【0055】この実験では、図4(a)及び(b)に示す単一バラクタ型(SV)と逆直列バラクタ型(ASVP)の可変リアクタンス回路を備えたエスピアンテナ装置100aを被測定アンテナ装置として用い、以下、前者をSVのエスピアンテナ装置100aといい、後者をASVPのエスピアンテナ装置100aという。ASVPはSVと同じく1個分の可変容量ダイオードの接合容量を有するが、可変容量ダイオード1個に生じるRF電流とRF電圧はともにSVの半分である。従って、可変容量ダイオードに流れるRF電流と同じとした場合、各非励振素子のダイポールに流れるRF電流はASVPはSVの2倍になる。すなわち、ASVPはSVに比べRF電力で6dBの耐歪能力が期待される。また、各非励振素子のダイポール上の偶数次歪成分は理想的にダイポールの上側と下側の部分の振幅が同じで位相が逆のため2次高調波歪が互いに打ち消す効果も期待できる。

【0056】図5は、本発明に係る実験の実施例で用いる、エスピアンテナ装置100aを収容した小型電波暗箱90を示す縦断面図である。図5に示すように、小型電波暗箱90は630mm×630mm×630mmの寸法を有し、その6つの内面において電波吸収体91が装着され、この電波吸収体91は、先鋒な先端部を有するピラミッド形状を繰り返してなる形状を有し、その材料はポリウレタンフォームにカーボンを含浸させたものである。この小型電波暗箱90の中央部に、エスピアンテナ装置100aが位置するように支持部材93により支持される。さらに、日本電気真空硝子（株）製CP-2S型の低擾乱多層基板型磁界プローブ92を用いて、その検出先端を非励振素子の中央部（アンテナ素子13a, 13bが互いに近接する部分であって、可変リアクタンス回路が形成された部分）に接触しないように所定の近接距離d=0.05mmで近接配置させ、アンテナの極近傍界（磁界）を測定し、その測定出力信号を図6に示すスペクトルアナライザ107に入力する。従って、アンテナの極近傍界（磁界）は可変リアクタンス回路付近で流れる高周波電流に実質的に比例した値を示し、当該磁界の測定出力信号の周波数スペクトラムを観測することで高周波電流の基本波や高調波成分の電力レベルを測定できる。この実施例では、低擾乱探針磁界プローブ92と、小型電波暗箱90による極近傍界（リアクティブ界）測定技術により実験コストの大幅削減を図っている。

【0057】図6は、本発明に係る第1の実施例である

高調波歪の測定を行う測定回路のブロック図である。

【0058】図6の測定回路において、高周波信号発生器101から送信した高周波信号を、高周波電力増幅器（増幅度20dB, 1dB利得圧縮点+28dBm）102を用いて増幅した後、2つのアイソレータ103, 105と2つの帯域通過フィルタ104, 106を通過させてエスパアンテナ装置100aの励振素子A10の給電点（RF端子）に入力する。ここで、アイソレータ103, 105を挿入する目的は回路上の定在波及び高調波などのスプリアスを除去するためである。高周波電力増幅器102の非線形性で生じる高調波を抑えるために、2つのバンドパスフィルタ（中心周波数：2.45*）

高調波歪測定パラメータ

項目	記号	単位	値
被測定アンテナの 可変リアクタンス素子構成			SV型, ASVP型
周波数	f	GHz	2.484
アンテナ入力電力	P _{in}	dBm	20.7~28.1
バイアス電圧	V _{cont}	V	-0.5 (全素子)

【0060】SVとASVPのエスパアンテナ装置100aの基本波（f=2.484GHz）、2次高調波（2f=4.968GHz）及び3次高調波（3f=7.452GHz）のアンテナ入力電力P_{in}に対する相対出力電力レベルの測定結果を図7に示す。図7から、SVとASVPの基本波のレベルがほぼ一致しているのに対してASVPの2次高調波及び3次高調波のレベルはSVのそれぞれ対応したものより小さいことが明らかである。SVとASVPの2次高調波及び3次高調波の傾きが基本波のほぼ2倍、3倍になっていることから、本測定結果の信頼性が高いと考えられる。

【0061】次いで、アンテナ入力電力P_{in}を変化したときの、SVとASVPの基本波に対する2次高調波の相対出力電力(dBc)を図8に示し、基本波に対する3次高調波の相対出力電力(dBc)を図9に示す。これらの測定結果から、逆直列パラクタ接続の非線形歪の抑圧効果（特に、2次高調波歪は20dB以上の改善）が確認できる。アンテナ入力電力P_{in}が+28dBm (640mW) であるときのASVPの2次及び3次高調波歪は-80dBc以下に抑えられている。図8の3次高調波歪の改善量は約10dBcで、設計通りであるのに対して、図9の2次高調波歪は20dB以上の改善が得られている。これは誘電体フィルム80にプリントされた6個の非励振素子（ダイポール）上の2次高調波歪の偶モードが互いに有効的に打ち消しているため

* 0GHz, バンド幅: 150MHz) 104, 106を用いた。さらに、図5で示した磁界プローブ92を用いて検出したエスパアンテナ装置100aの極近傍界からアンテナの基本波、2次高調波及び3次高調波の信号電力レベルをスペクトラムアナライザ107で観察する。この実施例において用いるエスパアンテナ装置100aの非励振素子はすべて同一であるため、その中の任意の1個を代表として測定する。表1に高調波歪を測定するときのパラメータを示す。

【0059】

【表1】

と考えられる。

【0062】図10は、本発明に係る第2の実施例である相互変調歪の測定を行う測定回路のブロック図である。

【0063】図10において、互いに近接するが例えば1kHzだけ異なる2つの高周波信号をそれぞれ発生する高周波信号発生器101, 111を備える。一方の高周波信号発生器101により発生された高周波信号は高周波電力増幅器102、アイソレータ103及び帯域通過フィルタ104を介してウィルキンソン型電力合成器108に入力される。また、他方の高周波信号は高周波電力増幅器112、アイソレータ113及び帯域通過フィルタ114を介してウィルキンソン型電力合成器108に入力される。なお、高周波電力増幅器102, 112は図6の高周波電力増幅器102と同様の仕様を有し、帯域通過フィルタ104, 114も図6の帯域通過フィルタ104と同様の仕様を有する。また、図6に図示した高調波歪の測定回路と同様に、高周波電力増幅器102, 112による高調波スプリアスおよび定在波を防ぐため、アイソレータ103, 113と帯域通過フィルタ104, 114を挿入している。

【0064】電力合成器108は入力される2つの高周波信号を電力合成した後、小型電波暗箱90内に載置されたエスパアンテナ装置100aの励振素子A0に入力

される。このとき、低擾乱多層基板型磁界プローブ92で検出した測定出力信号を低雑音増幅器109により増幅した後、スペクトラムアナライザ107で観測する。*

相互変調歪測定パラメータ

項目	記号	単位	値
被測定アンテナの 可変リアクタンス素子構成		S V型, A S V P型	
周波数	f	G H z	2.484, 2.484001
アンテナ入力電力	P _{in}	d B m	11.5 ~ 23.1
バイアス電圧	V _{cont}	V	0 ~ 20 (全素子)

【0066】A S V PとS Vのエスパアンテナ装置100aの基本波及び3次相互変調歪波の相対出力電力(d B)の測定結果をそれぞれ図11及び図12に示す。これは、アンテナ入力電力P_{in}が17.8 d B mであり、バイアス電圧V_{cont}が15 Vのときの結果である。図11及び図12において、基本波のプロットラインと、3次相互変調歪波のプロットラインとの交差点を3次インタセプトポイントIP3と呼んでいる。図11及び図12から、A S V Pの3次インタセプトポイントIP3のアンテナ入力電力P_{in}は、S Vのそれよりも約2 d B大きくなっていることが分かる。

【0067】次いで、バイアス電圧V_{cont}を20 Vに固定した場合、エスパアンテナ装置100aへのアンテナ入力電力P_{in}を変化させたときの、基本波に対する3次相互歪波の相対出力電力(d B c)を図13に示す。A S V Pの3次相互変調歪に関しては、アンテナ入力電力P_{in}が+20 d B m(100 mW)であるときに基本波に対する3次相互歪波の相対出力電力(d B c)は約-5.5 d B cになっている。また、A S V Pの基本波に対する3次相互歪波の相対出力電力(d B c)はアンテナ入力電力P_{in}が11.5 d B mのときにS Vのそれより約10 d B小さいことがわかる。

【0068】さらに、アンテナ入力電力P_{in}を21.7 d B mに固定した場合、エスパアンテナ装置100aに印加するバイアス電圧V_{cont}を変化させるときの基本波に対する3次相互変調歪波の相対出力電力(d B c)を図14に示す。図14から、バイアス電圧V_{cont}によるA S V PとS Vの差の最大値が約5 d Bとなつた。すべてのバイアス電圧V_{cont}でA S V PがS Vより良い特性が得られていることが分かった。

【0069】またさらに、図15及び図16はそれれ、図14の測定データを含めてそれぞれS VとA S V Pの場合において、アンテナ入力電力P_{in}をパラメータとし、バイアス電圧V_{cont}を変化させたときの、

*表2に第2の実施例に係る測定パラメータを示す。

【0065】

【表2】

20 基本波に対する3次相互変調歪波の相対出力電力(d B c)を示す。図15及び図16から明らかのように、エスパアンテナ装置100aの入力電力P_{in}値を大きくすると、基本波に対する3次相互変調歪波の相対出力電力(d B c)は相対的に大きくなり、また、同一のアンテナ入力電力P_{in}では、バイアス電圧V_{cont}を低くするにつれて基本波に対する3次相互変調歪波の相対出力電力(d B c)は大きくなる。すなわち、可変容量ダイオードに印加するバイアス電圧V_{cont}を低くすると第3次相互変調歪波が大きくなる定量的関係が得られる。

30 30 【0070】最後に、バイアス電圧V_{cont}を変化させたときの3次インタセプトポイントIP3のアンテナ入力電力P_{in}(d B m)の測定結果を図17に示す。A S V Pでは2波入力時の3次インタセプトポイントIP3のアンテナ入力電力P_{in}が+4.3 ~ +4.8 d B m(2.0 ~ 6.3 W)以上であるという結果を得た。可変容量ダイオードに印加したバイアス電圧V_{cont}が高いほど3次インタセプトポイントIP3のアンテナ入力電力P_{in}が大きく、すなわち歪が小さいので大きい改善量が得られる。

40 40 【0071】以上説明したように、本実施例によれば、エスパアンテナ装置100aの可変容量ダイオードのRF非線形性に起因する高調波歪および相互変調歪量を実験的に明らかにした。低擾乱多層基板型磁界プローブ92と小型電波暗箱90による極近傍界(リアクティブ界)測定技術により実験コストの大幅削減を図った。被測定アンテナとして、試作したフィルム型の軽量化エスパアンテナ装置100aを用いた。このアンテナ装置100aには逆直列可変容量ダイオード対による新しい可変リアクタンス回路(図4(b))が装荷されている。測定の結果、図4(a)の単一可変容量ダイオードを用いた場合と比較して非線形歪の抑圧効果(特に、2次高調波歪は2.0 d B以上の改善)を得た。アンテナ入力電

力 P_{in} が +28 dBm (640 mW) であるときの 2 次及び 3 次高調波歪は -80 dBc 以下、2 波入力時の 3 次インタセプトポイントのアンテナ入力電力 P_{in} は +43 ~ +48 dBm (20 ~ 60 W) 以上の特性を得た。

【0072】<変形例>なお、以上の実施形態で用いられるアーランテナ装置は、送信用に用いてもよいし、受信用に用いてもよい。

【0073】以上の実施形態においては、エスパアンテナ装置の非励振素子に流れる高周波電流について測定しているが、励振素子に流れる高周波電流を同様の方法で測定してもよい。

【0074】以上の実施形態においては、エスパアンテナ装置の測定方法について説明しているが、本発明はこれに限らず、少なくとも 1 つのアンテナ素子を備えたアンテナ装置又はアーランテナ装置においても、同様の方法で、アンテナ素子からの磁界を検出することによりアンテナ素子に流れる高周波電流を測定することができる。

【0075】以上の実施形態においては、アンテナ素子(ダイポール)の中央付近の高周波電流を測定しているが、本発明はこれに限らず、アンテナ素子の長手方向に磁界プローブ 92 を移動させながら磁界を測定することにより、アンテナ素子の長手方向に対する高周波電流の分布(又は磁界分布)を測定することができる。

【0076】以上の実施形態においては、エスパアンテナ装置 100a を小型電波暗箱 90 内に収容しているが、本発明はこれに限らず、小型電波暗箱 90 に代えて、大型の電波暗箱、電波暗室など、電波が実質的に反射しない環境である無反射電波環境であってもよい。

【0077】以上の第 2 の実施例においては、2 つの高周波信号を入力しているが、本発明はこれに限らず、3 つ以上の高周波信号を入力して相互変調歪を測定してもよい。

【0078】

【発明の効果】以上詳述したように本発明に係るアーランテナ装置によれば、従来技術のエスパアンテナにおいて、各可変リアクタンス回路は、互いに逆方向で接続された少なくとも 1 対の可変リアクタンス素子を備えて構成される。従って、第 2 高調波歪、第 3 次高調波歪などの非線形歪や相互変調歪を抑圧することができる。

【0079】また、上記アーランテナ装置において、上記各可変リアクタンス回路は、好ましくは、各回路群が複数の可変リアクタンス素子を並列に接続された回路にてなる少なくとも 1 対の回路群が互いに逆方向で接続されて構成され、もしくは、各回路群が複数の可変リアクタンス素子を直列にかつ並列に接続された回路にてなる少なくとも 1 対の回路群が互いに逆方向で接続されて構成される。従って、第 2 高調波歪や第 3 高調波歪などの非線形歪及び相互変調歪を抑圧することができる。ま

た、各回路群で可変容量ダイオードが並列で、もしくは直列にかつ並列に接続されているので、大きな電流及び/又は高い電圧に対して耐えられる大電力用のアーランテナ装置を提供できる。

【0080】さらに、もう 1 つに発明に係るアーランテナ装置の測定方法によれば、上記アーランテナ装置を電波暗箱に収容し、上記励振素子に高周波信号を給電し、上記複数の平衡型非励振素子のうちの 1 つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより当該平衡型非励振素子の高周波電流を検出する。従って、上記アーランテナ装置の平衡型非励振素子の高周波電流を正確に検出することができ、当該素子に沿って高周波電流を測定することにより、その分布も測定できる。

【0081】また、別の発明に係るアーランテナ装置の測定方法によれば、上記アーランテナ装置を電波暗箱に収容し、上記励振素子に基本波の高周波信号を給電し、上記複数の平衡型非励振素子のうちの 1 つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより高周波電流を検出し、上記検出された高周波電流に基づいて、基本波と高調波のうちの少なくとも一方の信号レベルを検出する。従って、上記アーランテナ装置の平衡型非励振素子の高周波電流における基本波や高調波の信号レベルを正確に検出することができる。これにより、第 2 高調波歪や、第 3 高調波歪などの非線形歪を測定できる。

【0082】さらに別の発明に係るアーランテナ装置の測定方法によれば、上記アーランテナ装置を電波暗箱に収容し、上記励振素子に、互いに近接した少なくとも 2 つの基本波の高周波信号を給電し、上記複数の平衡型非励振素子のうちの 1 つに接触しないように近接して磁界検出手段を設け、当該平衡型非励振素子の磁界を検出することにより高周波電流を検出し、上記検出された高周波電流に基づいて、基本波と高調波のうちの少なくとも一方の信号レベルを検出する。従って、アーランテナ装置に 2 周波の信号を入力したときの、上記アーランテナ装置の平衡型非励振素子の高周波電流における基本波や高調波の信号レベルを正確に検出することができる。これにより、相互変調歪を測定できる。

【0083】またさらに、別の発明に係るアンテナ装置の測定方法によれば、少なくとも 1 つのアンテナ素子を備えたアンテナ装置の測定方法であって、上記アンテナ装置を電波暗箱に収容し、上記アンテナ装置に高周波信号を給電し、上記アンテナ素子に接觸しないように近接して磁界検出手段を設け、上記アンテナ素子の磁界を検出することにより上記アンテナ素子の高周波電流を検出する。従って、上記アンテナ装置のアンテナ素子の高周波電流を正確に検出することができ、当該素子に沿って高周波電流を測定することにより、その分布も測定できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に係る第 1 の実施形態である、アレー アンテナ装置で用いるダイポール型非励振素子 A 1 1 の構成を示す回路図である。

【図 2】 本発明に係る第 2 の実施形態である、アレー アンテナ装置で用いるダイポール型非励振素子 A 1 2 の構成を示す回路図である。

【図 3】 本発明に係る第 3 の実施形態である、アレー アンテナ装置で用いるダイポール型非励振素子 A 1 3 の構成を示す回路図である。

【図 4】 本発明に係る第 4 の実施形態でありかつ実験の実施例で用いるアレーアンテナ装置の構成を示す斜視図、およびそれに用いる可変リアクタンス素子回路の構成を示す回路図であって、(a) は従来例に係る単一バラクタ型 (S V) の可変リアクタンス素子回路を示す回路図であり、(b) は実施例に係る逆直列型バラクタ型 (A S V P) の可変リアクタンス素子回路を示す回路図である。

【図 5】 本発明に係る実験の実施例で用いる、エスパ アンテナ装置 1 0 0 a を収容した小型電波暗箱 9 0 を示す縦断面図である。

【図 6】 本発明に係る第 1 の実施例である高調波歪の測定を行う測定回路のブロック図である。

【図 7】 図 6 の測定回路による測定結果であって、アンテナ入力電力を変化したときの、基本波、2 次高調波、および 3 次高調波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 8】 図 6 の測定回路による測定結果であって、アンテナ入力電力を変化したときの、基本波に対する 2 次高調波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 9】 図 6 の測定回路による測定結果であって、アンテナ入力電力を変化したときの、基本波に対する 3 次高調波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 10】 本発明に係る第 2 の実施例である相互変調歪の測定を行う測定回路のブロック図である。

【図 11】 図 10 の測定回路による測定結果であって、A S V P (実施例) の可変リアクタンス素子回路を用いたエスパアンテナ装置 1 0 0 a において、アンテナ入力電力を変化したときの、基本波および 3 次相互変調歪波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 12】 図 10 の測定回路による測定結果であって、S V (従来例) の可変リアクタンス素子回路を用いたエスパアンテナ装置 1 0 0 a において、アンテナ入力電力を変化したときの、基本波および 3 次相互変調歪波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 13】 図 10 の測定回路による測定結果であって、アンテナ入力電力を変化したときの、基本波に対する 3 次相互変調歪波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 14】 図 10 の測定回路による測定結果であつ

て、S V (従来例) および A S V P (実施例) の可変リアクタンス素子回路を用いたエスパアンテナ装置 1 0 0 a において、バイアス電圧を変化したときの、基本波に対する 3 次相互変調歪波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 15】 図 10 の測定回路による測定結果であつて、S V (従来例) の可変リアクタンス素子回路を用いたエスパアンテナ装置 1 0 0 a において、バイアス電圧を変化したときの、基本波に対する 3 次相互変調歪波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 16】 図 10 の測定回路による測定結果であつて、A S V P (実施例) の可変リアクタンス素子回路を用いたエスパアンテナ装置 1 0 0 a において、バイアス電圧を変化したときの、基本波に対する 3 次相互変調歪波の相対出力電力を示すグラフである。

【図 17】 図 10 の測定回路による測定結果であつて、S V (従来例) および A S V P (実施例) の可変リアクタンス素子回路を用いたエスパアンテナ装置 1 0 0 a において、バイアス電圧を変化したときの、3 次インターセプトポイントのアンテナ入力電力を示すグラフである。

【図 18】 従来例のアレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 19】 従来技術で用いられるダイポール型無給電素子 A 1 0 の構成を示す平面図である。

【図 20】 従来技術で用いられる図 19 の可変リアクタンス素子 1 2 の一例である可変容量ダイオード 1 4 を示す図である。

【符号の説明】

30 A 0, A 1 0 … 励振素子、
 A 1 乃至 A 6 … 非励振素子、
 A 1 1, A 1 2, A 1 3 … ダイポール型非励振素子。
 1 1 … 接地導体、
 1 2 … 可変リアクタンス素子、
 1 3 a, 1 3 b … アンテナ素子、
 1 4, 1 4 a, 1 4 b, 1 4 c, 1 4 d … 可変容量ダイオード、
 1 5 a, 1 5 b, 1 5 c … 抵抗、
 1 7 a, 1 7 b, 1 7 c … 抵抗、
 40 2 0 … 適応制御型コントローラ、
 2 1 … 学習シーケンス信号発生器、
 2 2 … 高周波受信部、
 2 3 … 復調器、
 3 1 乃至 3 4, 4 1 乃至 4 4 … 可変容量ダイオード、
 5 1 乃至 5 4 … 接続点、
 6 1, 6 2, 7 1, 7 2 … 回路群、
 8 0 … 誘電体フィルム、
 9 0 … 小型電波暗箱、
 9 1 … 電波吸収体、
 50 9 2 … 磁界プローブ、

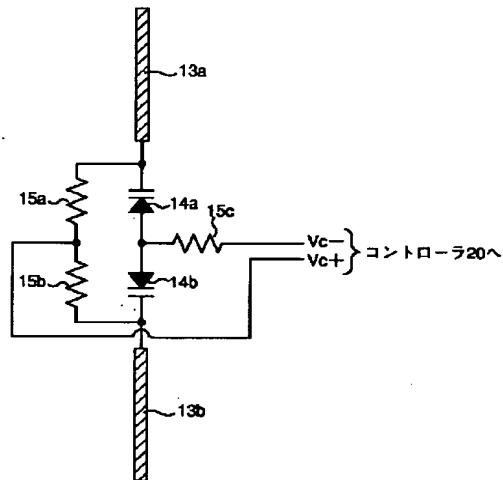
100-a…エスパアンテナ装置、
101, 111…高周波信号発生器、
102, 112…高周波電力増幅器、
103, 105, 113…アイソレータ、

104, 106, 114…帯域通過フィルタ、
107…スペクトルアナライザ、
108…電力合成器、
109…低雑音増幅器。

【図1】

第1の実施形態

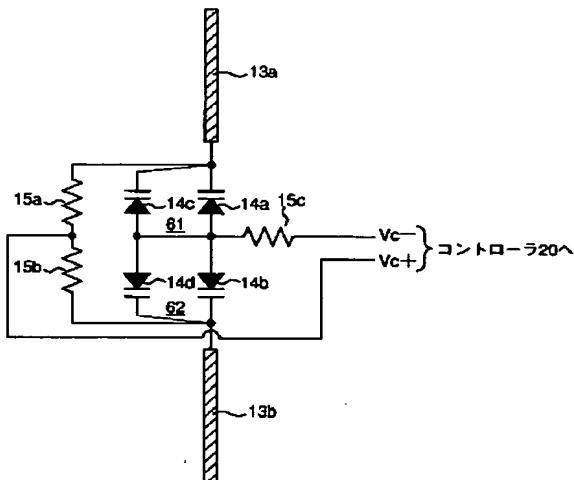
ダイポール型非励振素子A11



【図2】

第2の実施形態

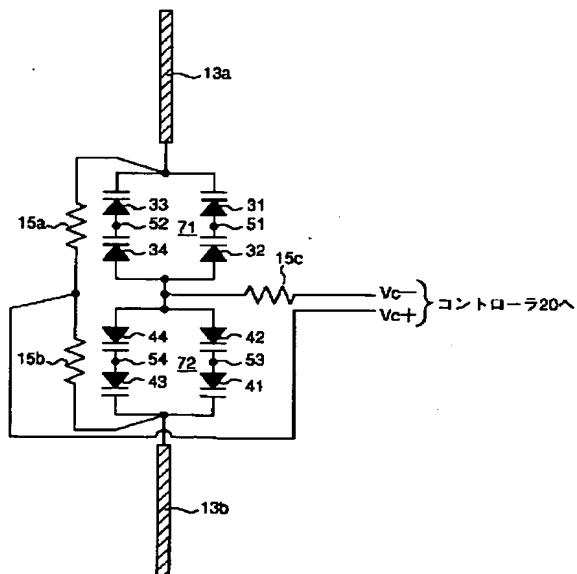
ダイポール型非励振素子A12



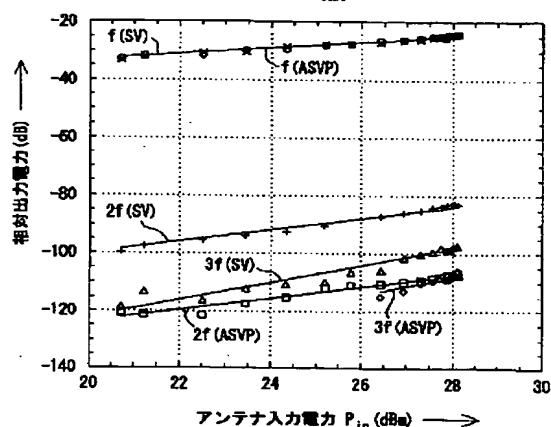
【図3】

第3の実施形態

ダイポール型非励振素子A13



【図7】

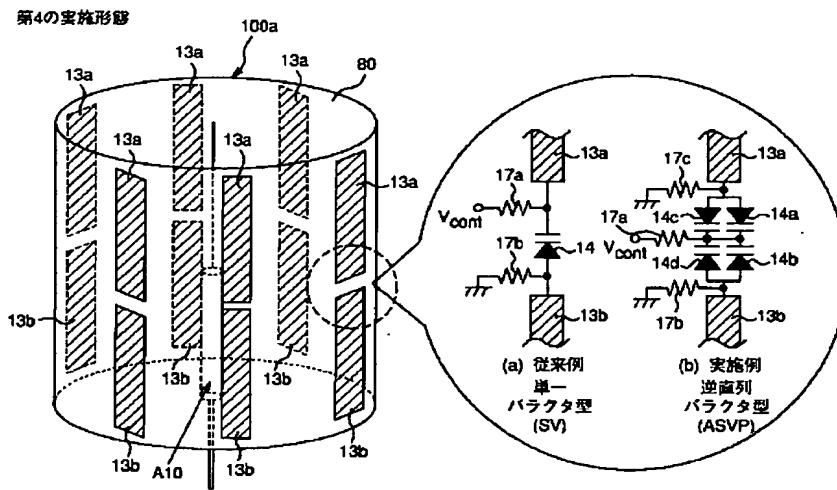
バイアス電圧 $V_{out} = -0.5V$ 

【図20】

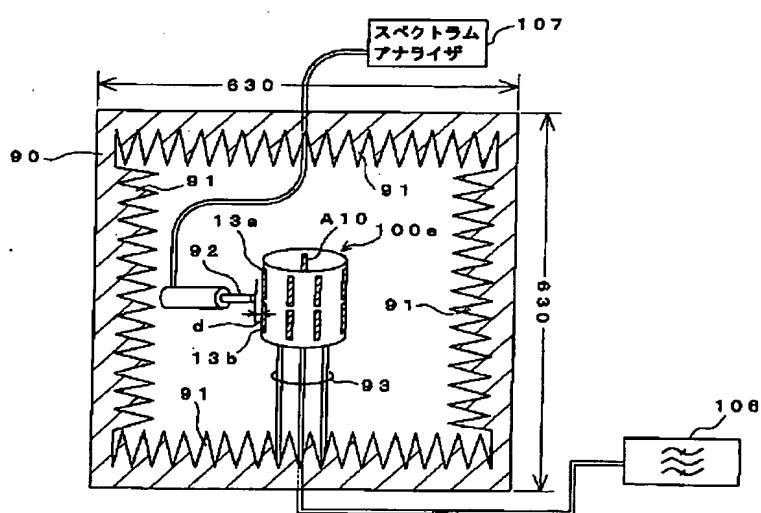
従来技術



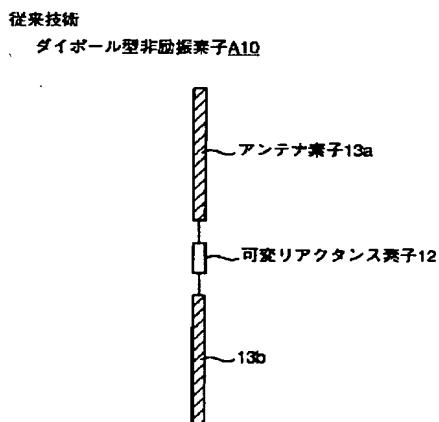
【図4】



【図5】

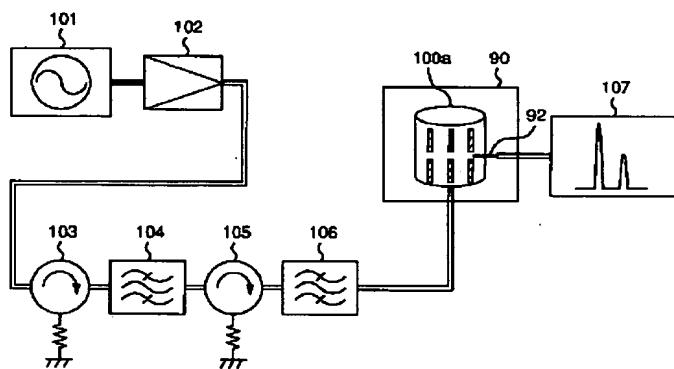


【図19】

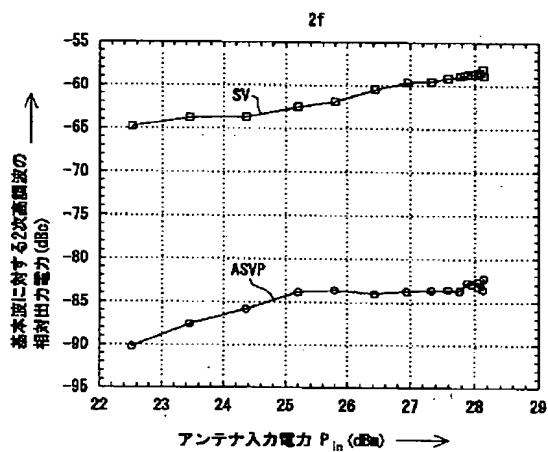


【図6】

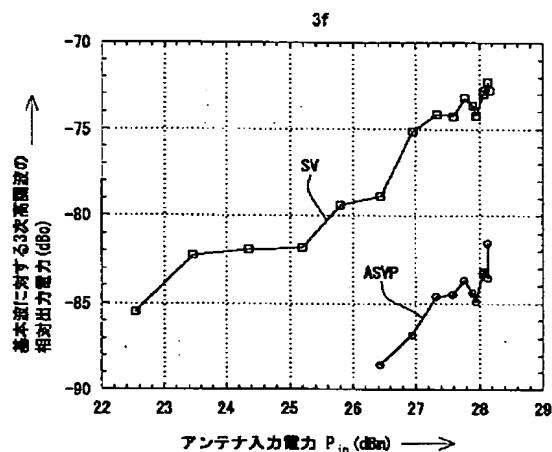
第1の実施例



【図8】

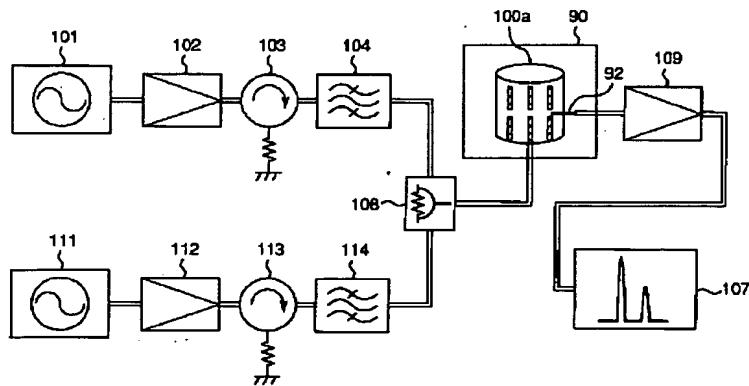


【図9】

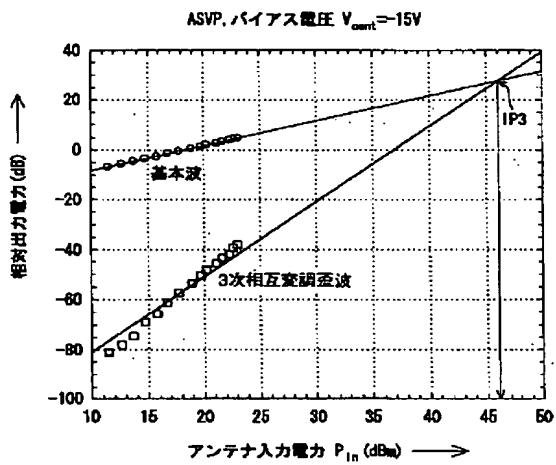


【図10】

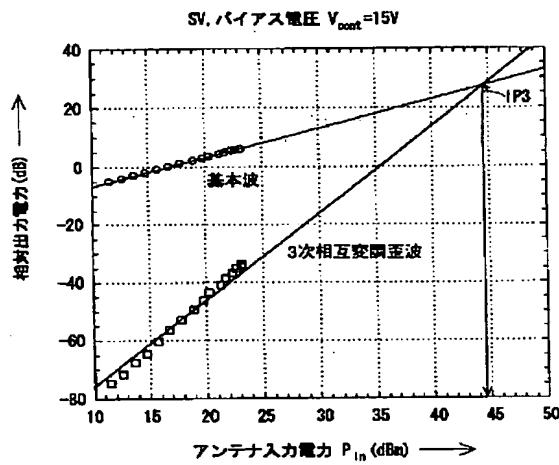
第2の実施例



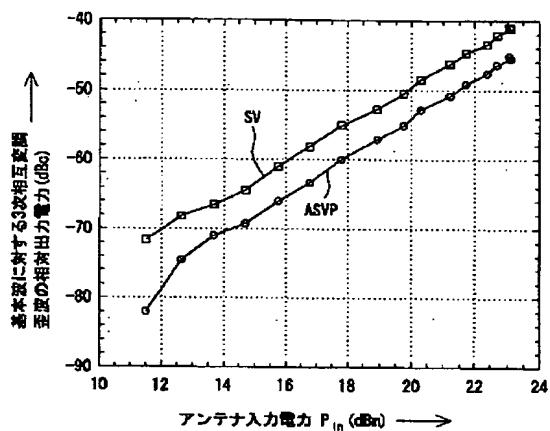
【図11】



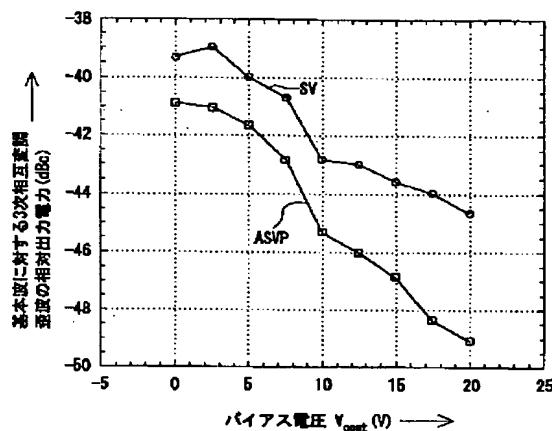
【図12】



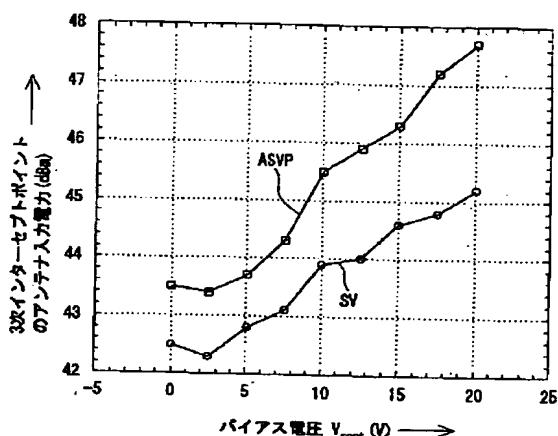
【図13】



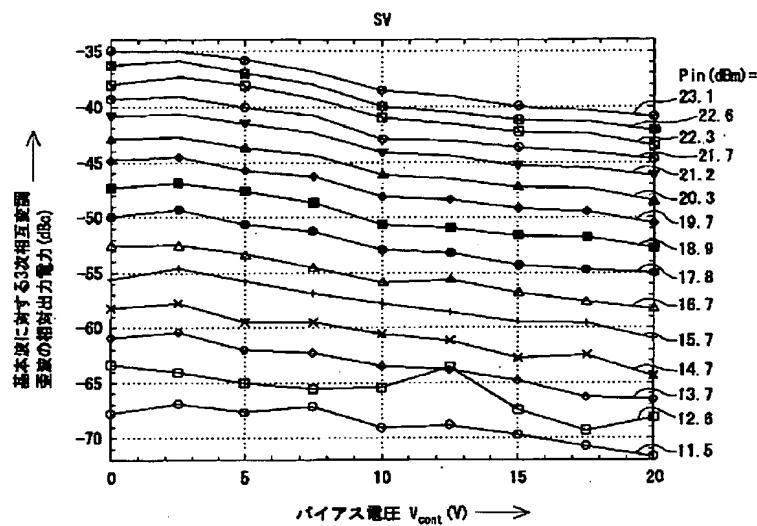
【図14】



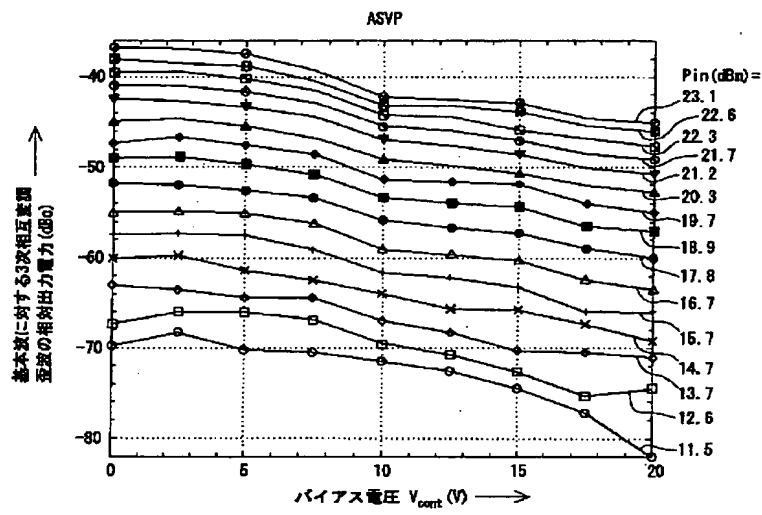
【図17】



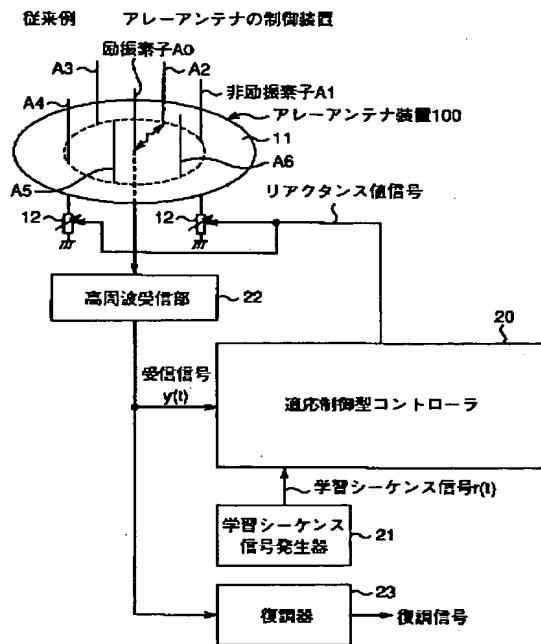
【図15】



【図16】



【図18】



フロントページの続き

(72) 発明者 韓 青

京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信
研究所内

(72) 発明者 稲垣 恵三

京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信
研究所内

F ターム (参考) 5J020 AA03 BA02 BC02 BC08 DA03
5J021 AA01 AB02 BA01 DB04 FA03
GA02